

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-209295
(43)Date of publication of application : 28.07.2000

(51)Int.Cl. H04L 27/36
H03F 1/32
H04L 27/20

(21)Application number : 11-007288
(22)Date of filing : 14.01.1999

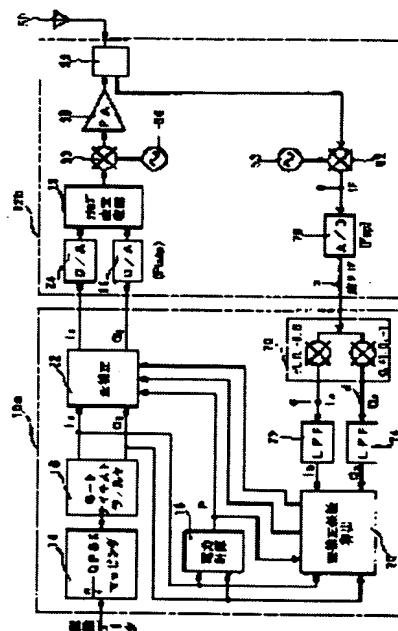
(71)Applicant : FUJITSU GENERAL LTD
(72)Inventor : SHINOZAKI GORO
MATSUURA SHOJI

(54) DISTORTION CORRECTION CIRCUIT FOR DIGITAL RADIO EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve a distortion correction characteristic by completely eliminating orthogonal errors and gain errors of orthogonal demodulation processing and to attain miniaturization and reduction in power consumption.

SOLUTION: A distortion correction section 22 of digital radio equipment applies distortion correction to base band modulation signals I1, Q1. D/A converters 24, 25 convert them into analog signals by a sampling frequency Ftxsp, a power amplifier (PA) 36 amplifies the analog signals, which are transmitted. In this case, a part of the transmitted signal is fed back and demodulated to detect a distortion component produced by the PA 36. A distortion correction coefficient for canceling the distortion component is calculated, and the coefficient is multiplied by the signals I1, Q1 to correct distortions. In this case, the digital radio equipment is provided with a frequency conversion section 52 that converts the fed-back transmitted signal into an IF signal with a frequency Fif, an A/D converter section 76, that samples the IF signal with a frequency Fsp (Fsp is twice Ftxsp or higher and is equal to $F_{if} \times 4/m$, where m is an odd number that is 3 or larger) to convert an IF signal into a 2nd IF signal, a digital orthogonal demodulation processing section 70 that applies digital orthogonal demodulation processing to the 2nd IF signal to provide outputs of demodulation signals I4, Q4, and low-pass filters LPF 72, 74 that extract an envelope component from the signals I4, Q4, to obtain signals I5, Q5 for detecting distortion components.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 29.07.2005
[Date of sending the examiner's decision of rejection]
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
[Date of final disposal for application]
[Patent number]
[Date of registration]
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2000-209295

(P 2 0 0 0 - 2 0 9 2 9 5 A)

(43) 公開日 平成12年7月28日(2000.7.28)

(51) Int. Cl. ⁷

識別記号

F I

テ-マコ-ト (参考)

H04L 27/36

H04L 27/00

F 5J090

H03F 1/32

H03F 1/32

5K004

H04L 27/20

H04L 27/20

Z

審査請求 未請求 請求項の数7 O L (全13頁)

(21) 出願番号 特願平11-7288

(22) 出願日 平成11年1月14日(1999.1.14)

(71) 出願人 000006611

株式会社富士通ゼネラル

神奈川県川崎市高津区末長1116番地

(72) 発明者 篠崎 吾朗

神奈川県川崎市高津区末長1116番地 株式
会社富士通ゼネラル内

(72) 発明者 松浦 昌治

神奈川県川崎市高津区末長1116番地 株式
会社富士通ゼネラル内

(74) 代理人 100076255

弁理士 古澤 俊明 (外1名)

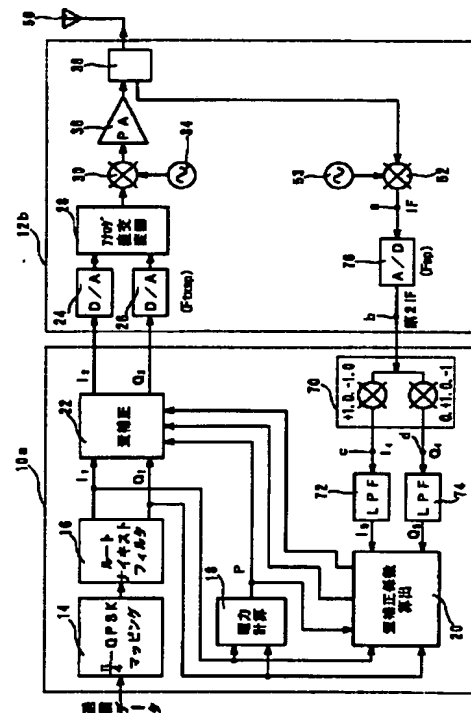
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル無線装置の歪補正回路

(57) 【要約】

【課題】 PA (電力増幅器) 36 の非線形特性で発生する歪みを補正する。

【解決手段】 ベースバンド変調信号 I_i 、 Q_i を歪補正部22で歪補正し標準化周波数 F_{txsp} でアナログ信号に変換しPA36で増幅して送信し、送信信号の一部をフィードバックして復調し、PA36で生じた歪成分を検出して歪成分を打ち消す歪補正係数を算出し、 I_i 、 Q_i に乗算して歪補正するデジタル無線装置において、フィードバックした送信信号を周波数 F_{if} のIF信号に変換する周波数変換部52と、IF信号を周波数 F_{sp} (F_{sp} は F_{txsp} の2倍以上で $F_{if} \times 4/m$ に等しく、 m は3以上の奇数) で標準化して第2IF信号に変換するA/D変換部76と、第2IF信号にデジタル直交復調処理をして復調信号 I_i 、 Q_i を出力するデジタル直交復調処理部70と、 I_i 、 Q_i からエンベロープ成分を取り出して歪成分検出用の I_s 、 Q_s とするLPF72、74とを具備する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】送信データにディジタル直交変調処理及びルートのナイキスト処理をしてベースバンド変調信号を作成し、このベースバンド変調信号をD/A変換部（サンプリング周波数 F_{txsp} ）でアナログ信号に変換し電力増幅器で増幅して送信信号を作成し、この送信信号の一部をフィードバックして復調し、復調信号から前記電力増幅器で生じた歪成分を検出して歪成分を打ち消すための歪補正係数を算出し、この歪補正係数を前記ベースバンド変調信号に乗算して前記送信信号の隣接チャネル漏洩電力を抑圧するようにしたディジタル無線装置の歪補正回路において、前記フィードバックした送信信号を周波数 F_{if} のIF信号（中間周波数信号）に変換する周波数変換部と、前記IF信号を周波数 F_{sp} （ F_{sp} は F_{txsp} の2倍以上で $F_{if} \times 4/m$ に等しい条件を満たす周波数を表す。 m は3以上の奇数を表す。）で標準化してディジタル信号に変換するA/D変換部と、このA/D変換部の出力信号にディジタル直交復調処理をして互いに直交する復調信号を出力するディジタル直交復調処理部と、このディジタル直交復調処理部の出力する復調信号からエンベロープ成分を取り出して歪成分検出用の復調信号とするローパスフィルタとを具備してなることを特徴とするディジタル無線装置の歪補正回路。

【請求項2】ローパスフィルタはディジタル直交復調処理部の出力する復調信号のうちの周波数 $F_{sp}/2$ の周波数成分を除去してエンベロープ成分を取り出してなる請求項1記載のディジタル無線装置の歪補正回路。

【請求項3】ローパスフィルタはディジタル直交復調処理部の出力する復調信号のうちの周波数 $F_{sp}/2$ 及び $F_{sp}/4$ の周波数成分を除去してエンベロープ成分を取り出してなる請求項1記載のディジタル無線装置の歪補正回路。

【請求項4】予め複数段階の電力毎に設定された歪補正係数を記憶した外部メモリと、電源投入時に前記外部メモリに記憶された歪補正係数を読み出して内部メモリへ書き込み歪補正の初期値とするメモリ制御機能とを具備してなる請求項1、2又は3記載のディジタル無線装置の歪補正回路。

【請求項5】送信電力を制御するか否かを切り替える電力制御切替機能を具備し、外部メモリは送信電力の制御時と非制御時に対応した2種類の歪補正係数を予め記憶してなり、メモリ制御機能は、電源投入時に前記外部メモリから内部メモリに書き込んだ2種類の歪補正係数のうちの初期状態に対応した一方の歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするとともに、電力制御の切り替え時に前記内部メモリから対応した歪補正係数を読み出して切り替え直後の歪補正の初期値としてなる請求項4記載のディジタル無線装置の歪補正回路。

【請求項6】送信周波数チャネルの切り替えを制御するチャネル切替制御機能を具備し、外部メモリは各送信周

波数チャネルに対応した複数種類の歪補正係数を予め記憶してなり、メモリ制御機能は、電源投入時に前記外部メモリから内部メモリへ書き込んだ複数種類の歪補正係数のうちの初期状態に対応した1種類の歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするとともに、送信周波数チャネルの切り替え時に前記内部メモリから対応した歪補正係数を読み出して切り替え直後の歪補正の初期値としてなる請求項4記載のディジタル無線装置の歪補正回路。

【請求項7】送信電力を制御するか否かを切り替える電力制御切替機能と送信周波数チャネルの切り替えを制御するチャネル切替制御機能とを具備し、外部メモリは、送信電力の制御時と非制御時のそれぞれについて各送信周波数チャネルに対応した複数種類の歪補正係数を予め記憶してなり、メモリ制御機能は、電源投入時に前記外部メモリから内部メモリに書き込んだ複数種類の歪補正係数のうちの初期状態に対応した1種類の歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするとともに、電力制御の切り替え時と送信周波数チャネルの切り替え時に前記内部メモリから対応した歪補正係数を読み出して切り替え直後の歪補正の初期値としてなる請求項4記載のディジタル無線装置の歪補正回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、送信データにディジタル直交変調処理及びルートのナイキスト処理をしてベースバンド変調信号を作成し、このベースバンド変調信号をD/A（ディジタル/アナログ）変換部（サンプリング周波数 F_{txsp} ）でアナログ信号に変換し電力増幅器で増幅して送信信号を作成し、この送信信号の一部をフィードバックして復調し、復調信号から電力増幅器で生じた歪成分を検出し、この検出信号から歪成分を打ち消すための歪補正係数を算出し、この歪補正係数をベースバンド変調信号に乗算して送信信号の隣接チャネル漏洩電力を抑圧するディジタル無線装置の歪補正回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、ディジタル移動無線通信分野では、隣接チャネルの周波数間隔を小さくしてチャネル容量を増加させるために、送信信号の狭帯域化が進められている。このような周波数利用効率の向上を実現するために、変調スペクトラム帯域幅の小さな変調方式が望まれ、PSK（Phase Shift Keying）方式、QAM（Quadrature Amplitude Modulation）方式等の線形変調方式が採用されるようになってきた。この線形変調方式を無線通信に適用する場合、送信部の電力増幅器の振幅特性及び位相特性の直線性が求められ、隣接チャネル漏洩電力を抑圧することが重要である。一方、電力増幅器を使用する際に重要な点は、電力効率の点でできるだけ高い動作点（飽和点に近い領域）で動作させることであり、

10

20

30

40

50

非線形歪みによる隣接チャネル漏洩電力の増加が考えられる。また、線形性に劣る電力増幅器を用いて電力効率の向上を図る場合（例えば、小型の無線装置で電力効率の向上を図る場合）には、非線形歪みによる隣接チャネル漏洩電力がますます増加してしまう。従って、電力増幅器の非線形特性によって発生する歪みを補正する技術が必須になってくる。すなわち、電力増幅器の入力電力振幅対出力電力振幅特性、入力電力振幅対位相回転量

（又は群遅延量）特性の歪みにより発生する送信信号の歪みを補正する技術が必須になってくる。この歪補正技術として、アナログ方式ではカルテシアン、フィードフォワード等、多数の歪補正方式が提案されているが、これらのアナログ方式は回路規模が大きくなって小型化、省電力化を図ることができないという問題点があり、帰還ゲインを非常に大きくしなければならないため回路の安定を図るための位相調整が難しいという問題点があった。

【0003】最近では、デジタル信号処理プロセッサ（以下、単にDSPという。）の進歩によりデジタル信号処理技術で歪み補正する方式が可能となり、デジタル信号処理による様々な非線形歪み補正方式が提案されている。なかでも、送信信号の一部をフィードバックしてこれを復調してDSPに取り込み、この復調信号から電力増幅器の歪み量を検出し、デジタル適応フィルタ技術であるLMS（Least Mean Square）アルゴリズムを用いた歪補正を行う研究、開発が盛んである。このようなLMSアルゴリズムを用いた歪補正方式による従来の回路は、図10及び図11又は図12に示すように構成されていた。

【0004】図10に示した従来回路はDSP10と送信側RF（Radio Frequency）部12を具備し、DSP10内に $\pi/4$ シフトQPSK（Quadrature Phase Shift Keying）マッピング部（以下、単に $\pi/4$ -QPSKマッピング部という）14、ルートナイキストフィルタ16、電力計算部18、歪補正係数算出部20及び歪補正部22を設け、送信側RF部12内にD/A変換部24、26、アナログ直交変調部28、周波数変換部30、32、局部発振器34、電力増幅器（以下、PAという）36、方向性結合器38、アナログ直交復調部40、LPF（ローパスフィルタ）42、44及びA/D（アナログ/デジタル）変換部46、48を設けている。そして、送信データがDSP10に取り込まれると、 $\pi/4$ -QPSKマッピング部14及びルートナイキストフィルタ16によってベースバンド変調信号 I_1 、 Q_1 が生成し、歪補正部22による複素積和演算処理で歪み補正されて送信側RF部12に出力する。送信側RF部12では、歪補正部22で歪補正されたベースバンド変調信号 I_1 、 Q_1 が、D/A変換部24、26でアナログ信号に変換され、アナログ直交変調部28で直交変調され、周波数変換部30で無線周波数にアップコ

ンバージョンされ、PA36で所定電力に増幅されて送信信号となり、方向性結合器38を経由した後にアンテナ50から出力する。PA36から出力した送信信号の一部は、方向性結合器38で取り出され、周波数変換部32、アナログ直交復調部40、LPF42、44及びA/D変換部46、48によって復調され、DSP10にフィードバックされる。DSP10では、歪補正係数算出部20により、電力計算部18で求めた電力値Pに応じて、まずベースバンド変調信号 I_1 、 Q_1 をリファレンス信号として送信側RF部12からフィードバックされた復調信号 I_1 、 Q_1 に対する誤差成分（すなわち歪成分）が検出され、ついで、この誤差成分を打ち消すための補正係数が算出される。この補正係数は電力値Pに応じて歪補正部22でベースバンド変調信号 I_1 、 Q_1 に乗算され、送信信号の隣接チャネル漏洩電力が抑圧される。

【0005】また、図12に示した従来回路は、送信側RF部12aに周波数変換部52、局部発振器53、A/D変換部54、デジタル直交復調処理部56及びローパスフィルタ処理部58を設け、方向性結合器38で取り出された送信信号が、周波数変換部52でIF信号（中間周波数信号）にダウンコンバートされ、A/D変換部54でデジタル信号に変換され、デジタル直交復調処理部56及びローパスフィルタ処理部58で復調され、DSP10にフィードバックされる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、図10に示した従来回路は、フィードバック系を構成するアナログ直交復調部40、LPF42、44、A/D変換部46、48によって歪補正特性が著しく劣化するという問題点があった。すなわち、アナログ直交復調部40は、図11に示すように 90° 移相器62、乗算器64、66等の線形性に乏しい部品で構成されているので、I/Q直交誤差やI/Qゲイン誤差が生じ、歪補正特性を劣化させる。例えば、基準信号発振器68から出力する基準信号の位相を 90° 移相する 90° 移相器62には通常 $\pm 2^\circ$ 程度の誤差があり、I/Q直交誤差が生じ、復調I/Q信号に振幅誤差が生じていた。また、復調I/Q信号のバラツキやLPF42、44の通過特性の相違などにより、LPF42、44から出力するI/Q信号に振幅誤差が生じていた。また、直交復調後のI/Q信号をA/D変換部46、48の入力レンジに合わせるためにDCバイアス回路が必要になるが、ここで生じるバイアス電圧誤差によってDCオフセットが発生していた。

【0007】一方、図12に示した従来回路は、デジタル信号処理を行うデジタル直交復調処理部56と直交復調処理後のローパスフィルタ処理を行うローパスフィルタ処理部58を具備しているので、デジタル直交復調処理部56のI/Q直交誤差やI/Qゲイン誤差が

皆無となり、ローパスフィルタ処理部 58 で DC オフセットによるキャリアーク成分を除去できるので、特性向上を図ることができるが、次ぎのような問題点があった。すなわち、一般に IF 信号を A/D 変換する場合、ナイキスト定理から A/D 変換部 54 のサンプリング周波数は少なくとも IF 信号の周波数 F_{if} (例えば 400 KHz ~ 500 KHz) の数倍の周波数 (例えば数 MHz) となるので、デジタル直交復調処理部 56 及びローパスフィルタ処理部 58 を DSP 10 内で構成することが困難で、FPGA (Field Programmable Gate Array) や PLD (Programmable Logic Device) 等のゲートロジック回路で構成しなければならず、回路規模、消費電力及びコスト面において実用的でないという問題点があった。

【0008】詳述すると、現在使用されている DSP 10 では、数 MHz で標本化されたデータを直交復調処理、ローパスフィルタ処理を行って復調信号を生成し、歪補正処理及び送信信号出力処理を 1 フレーム時間 (数 + ミリ秒) 内で行うことは難しい。このため、デジタル直交復調処理部 56 及びローパスフィルタ処理部 58 を FPGA や PLD 等のゲートロジック回路で構成しなければならない。しかし、ゲートロジック回路でローパスフィルタ処理部 58 のようなデジタルフィルタを構成すると、数万ゲート級の FPGA でも数 + 個必要となり、回路規模及び消費電力が大きくなり過ぎ、コスト面で実用的でないという問題点があった。

【0009】本発明は、上述の問題点に鑑みてなされたもので、直交復調処理の直交誤差やゲイン誤差を皆無として歪補正特性の向上を図ることができるとともに、小型化及び省電力化を図ることのできるデジタル無線装置の歪補正回路を提供することを目的とするものである。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明は、送信データにデジタル直交変調処理及びルートナイキスト処理をしてベースバンド変調信号を作成し、このベースバンド変調信号を D/A 変換部 (サンプリング周波数 F_{txsp}) でアナログ信号に変換し電力増幅器で増幅して送信信号を作成し、この送信信号の一部をフィードバックして復調し、復調信号から電力増幅器で生じた歪成分を検出して歪成分を打ち消すための歪補正係数を算出し、この歪補正係数をベースバンド変調信号に乗算して送信信号の隣接チャネル漏洩電力を抑圧するようにしたデジタル無線装置の歪補正回路において、フィードバックした送信信号を周波数 F_{if} の IF 信号に変換する周波数変換部と、IF 信号を周波数 F_{sp} (F_{sp} は F_{txsp} の 2 倍以上で $F_{if} \times 4/m$ に等しい条件を満たす周波数を表す。m は 3 以上の奇数を表す。) で標本化してデジタル信号に変換する A/D 変換部と、この A/D 変換部の出力信号にデジタル直交復調処理をして互いに直交する復調信

号を出力するデジタル直交復調処理部と、このデジタル直交復調処理部の出力する復調信号からエンベロープ成分を取り出して歪成分検出用の復調信号とするローパスフィルタとを具備してなることを特徴とする。

【0011】フィードバックした送信信号は、周波数変換部によって周波数 F_{if} の IF 信号に変換され、A/D 変換部でデジタル信号に変換される。この A/D 変換部のサンプリング周波数 F_{sp} は、送信信号を作成する D/A 変換部のサンプリング周波数 F_{txsp} の 2 倍以上で、かつ IF 信号の周波数 F_{if} の $4/m$ (m は 3 以上の奇数を表す。) 倍に設定されている。すなわち、 $F_{sp} = F_{if} \times 4/m$ の条件と $F_{sp} \geq 2 F_{txsp}$ の条件とを満たすサンプリング周波数 F_{sp} で IF 信号を標本化 (すなわちアンダーサンプリング) することによって、IF 信号の情報データ成分が保持されたまま、サンプリング周波数 F_{sp} の $1/4$ の周波数にダウンコンバートされた信号を A/D 変換部で生成して出力することができる。例えば、 F_{if} を 400 KHz ~ 500 KHz とすると、 F_{sp} はナイキスト周波数より低い周波数 (最大でも $m=3$ の約 533 KHz ~ 約 666 KHz) となり、A/D 変換部で生成して出力する信号の周波数は 100 KHz ~ 125 KHz となる。このため、デジタル直交復調処理部、ローパスフィルタの処理速度を低く抑えることができ、DSP のデジタル信号処理で扱うことができる。したがって、直交復調処理部の直交誤差やゲイン誤差を皆無として歪補正特性の向上を図ることができるとともに、使用デバイスの軽減等により小型化・省電力化を図ることができる。

【0012】直交復調処理で現われる「0」信号成分による歪補正特性劣化を防止するために、ローパスフィルタをデジタル直交復調処理部の出力する復調信号のうちの周波数 $F_{sp}/2$ の周波数成分を除去してエンベロープ成分を取り出すように構成する。

【0013】直交復調処理で現われる「0」信号成分による歪補正特性劣化を防止するとともに、A/D 変換部の DC オフセットの影響を皆無に等しい程度に軽減するために、ローパスフィルタを、デジタル直交復調処理部の出力する復調信号のうちの周波数 $F_{sp}/2$ 及び周波数 $F_{sp}/4$ の周波数成分を除去してエンベロープ成分を取り出すように構成する。

【0014】電源投入の初期時においても、隣接チャネル漏洩電力を充分に抑圧できるようにするために、予め複数段階の電力毎に設定された歪補正係数を記憶した外部メモリと、電源投入時に外部メモリに記憶された歪補正係数を読み出して内部メモリへ書き込み歪補正の初期値とするメモリ制御機能とを具備する。

【0015】送信電力を制御する機能を具備しているものにおいて、送信電力制御の制御時と非制御時の切り替え時においても、隣接チャネル漏洩電力を充分に抑圧できるようにするために、外部メモリは送信電力の制御時

と非制御時に対応した2種類の歪補正係数を予め記憶してなり、メモリ制御機能は、電源投入時に外部メモリから内部メモリに書き込んだ2種類の歪補正係数のうちの初期状態に対応した一方の歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするとともに、電力制御の切り替え時に内部メモリから対応した歪補正係数を読み出して切り替え直後の歪補正の初期値とする。

【0016】送信周波数チャネルの切り替えを制御するチャネル切替制御機能を具備しているものにおいて、送信周波数チャネルの切り替え時においても、隣接チャネル漏洩電力を十分に抑圧できるようにするために、外部メモリは各送信周波数チャネルに対応した複数種類の歪補正係数を予め記憶してなり、メモリ制御機能は、電源投入時に前記外部メモリから内部メモリへ書き込んだ複数種類の歪補正係数のうちの初期状態に対応した1種類の歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするとともに、送信周波数チャネルの切り替え時に前記内部メモリから対応した歪補正係数を読み出して切り替え直後の歪補正の初期値とする。

【0017】送信電力を制御する機能とチャネル切替制御機能を具備しているものにおいて、送信電力の制御と非制御の切り替え時においても、送信周波数チャネルの切り替え時においても、隣接チャネル漏洩電力を十分に抑圧できるようにするために、外部メモリは、送信電力の制御時と非制御時のそれぞれについて各送信周波数チャネルに対応した複数種類の歪補正係数を予め記憶してなり、メモリ制御機能は、電源投入時に前記外部メモリから内部メモリに書き込んだ複数種類の歪補正係数のうちの初期状態に対応した1種類の歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするとともに、電力制御の切り替え時と送信周波数チャネルの切り替え時に前記内部メモリから対応した歪補正係数を読み出して切り替え直後の歪補正の初期値とする。

【0018】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態例を図面により説明する。図1は本発明によるデジタル無線装置の歪補正回路の一実施形態例を示すもので、図10、図12と同一部分は同一符号とし説明を省略又は簡略する。図1において、10aはDSP、12bは送信側RF部である。前記DSP10aには、図10のDSP10と同様に $\pi/4$ -QPSKマッピング部14、ルートナイキストフィルタ16、電力計算部18、歪補正係数算出部20及び歪補正部22が設けられているとともに、デジタル直交復調処理部70及びLPF（ローパスフィルタ）72、74が設けられている。前記送信側RF部12bには、図12の送信側RF部12aと同様にD/A変換部24、26、アナログ直交変調部28、周波数変換部30、52、局部発振器34、60、PA36及び方向性結合器38が設けられるとともに、A/D変換部76が設けられている。

【0019】前記A/D変換部76は、前記周波数変換部52で周波数がダウンコンバートされたIF信号を、サンプリング周波数 F_{sp} でサンプリングして得た第2IF信号を出力する。この F_{sp} は次ぎの(1)式を満たすとともに、前記D/A変換部24、26のサンプリング周波数 F_{txsp} の2倍以上の整数倍に設定されている。

$$F_{sp} = F_{if} \times 4 / m \cdots (1)$$

(1)式において m は3以上の奇数(3、5、7、...)を表し、IF信号をナイキスト周波数($2F_{if}$ 以上の周波数)以下のサンプリング周波数でサンプリング(以下、単にアンダーサンプリングという。)していることを表している。また、 F_{sp} を F_{txsp} の2倍以上に設定したのは、送信側RF部12bから出力する送信信号(歪成分を含む)を忠実に検出するためには、フィードバック側のA/D変換部76のサンプリング周波数 F_{sp} を、送信側のサンプリング周波数 F_{txsp} の2倍以上に設定しておく必要があるからである。

【0020】前記デジタル直交復調処理部70は、前記A/D変換部76から出力する第2IF信号に、 90° の位相差をもったI側とQ側のデジタルローカル信号(以下、単にLo信号という。)を順次乗算して互いに直交する復調信号 I_i 、 Q_i を出力する。前記LPF72、74は、前記デジタル直交復調処理部70の直交復調処理で得られた復調信号 I_i 、 Q_i から $F_{sp}/2$ 及び $F_{sp}/4$ の周波数成分を除去してエンベロープ成分を取り出すとともに、DCオフセットの影響を軽減する。すなわち、「0」振幅成分が $2/F_{sp}$ の周期で交互に混入している復調信号 I_i 、 Q_i から $F_{sp}/2$ の周波数成分を除去することによってエンベロープ成分(情報データ信号成分)のみを取り出し、DCオフセット成分の直交復調処理で発生する $F_{sp}/4$ の周波数成分を除去することによってDCオフセットの影響を軽減する。

【0021】前記歪補正係数算出部20は、図2に示すように、前記PA36で生じた歪み量を検出する誤差検出部77と、歪補正を行う際に用いる電力毎の補正係数HPの初期値及び更新値を記憶する係数テーブル78と、歪補正を行う際に用いる電力毎の補正係数HPを演算して出力するとともに、前記係数テーブル78の補正係数HPを更新する係数演算部80とで構成されている。

【0022】前記誤差検出部77は、前記ルートナイキストフィルタ16から出力したベースバンド変調信号 I_i 、 Q_i をリファレンス信号として、前記LPF72、74で取り出したエンベロープ成分を2倍(2倍するための回路表示を省略し、なぜ2倍するかは後述の作用の項で説明する。)したベースバンド復調信号 I_i 、 Q_i と比較し、I、Qそれぞれの差分を誤差成分(歪成分) ε として出力する。前記係数テーブル78には、ベースバン

ド変調信号 I_i 、 Q_i の電力変動範囲を小さい方から大きい方に向かって n (n は 2 以上の整数を表す。) 段階に区分した ΔP_1 、 ΔP_2 、 ΔP_3 、 \dots 、 ΔP_n の電力毎に、歪補正係数 HP_1 、 HP_2 、 HP_3 、 \dots 、 HP_n が更新可能に記憶されている。例えば、ベースバンド変調信号 I_i 、 Q_i の電力変動範囲は、 $\pi/4$ -QPSK マッピング部 14 の $\pi/4$ -QPSK 変調でロールオフ率が 0.5 の場合、変調波形の平均電力に対して -11 dB $\sim +3\text{ dB}$ の電力変動があることがわかっている。また、歪補正係数 HP は実部 (実数部) と虚部 (虚数部) 10

$$HP(\text{新}) = HP(\text{旧}) \{1 + \mu \times \varepsilon \times Z(j)\} \dots (2)$$

(2) 式において μ は補正量の大きさを制御するパラメータであるステップサイズ、 $Z(j)$ はフィードバックサンプルの複素共役を表す。ここで、フィードバックサンプルとは直交復調されたデータを表し、 $\pi/4$ -QPSK 変調が 2 ビットデータ (I データ、 Q データ) であるため、復調されるデータは I データ、 Q データとなり、複素数表現では $I(\text{データ}) + jQ(\text{データ})$ となる。このため、フィードバックサンプルの複素共役を表

$$I_i(t) = I_i(t) \times HP(\text{実部}) - Q_i(t) \times HP(\text{虚部}) \dots (3)$$

$$Q_i(t) = Q_i(t) \times HP(\text{実部}) + I_i(t) \times HP(\text{虚部}) \dots (4)$$

【0024】 つぎに図 1 及び図 2 の作用を図 3～図 8 を併用して説明する。

(1) 送信データが DSP10a に取り込まれると、 $\pi/4$ -QPSK マッピング部 14 及びルートナイキストフィルタ 16 によってベースバンド変調信号 I_i 、 Q_i が生成し、歪補正部 22 による複素積和演算処理で歪み補正されたベースバンド変調信号 I_i 、 Q_i が送信側 RF 部 12b に出力する。送信側 RF 部 12b では、歪補正部 22 で歪補正されたベースバンド変調信号 I_i 、 Q_i が、D/A 変換部 24、26 でアナログ信号に変換され、アナログ直交変調部 28 で直交変調され、周波数変換部 30 で無線周波数にアップコンバージョンされ、PA36 で所定電力に増幅されて送信信号となり、方向性結合器 38 を経由した後にアンテナ 50 から基地局等へ出力する。

【0025】 (2) PA36 から出力した送信信号の一部は、方向性結合器 38 で取り出され、周波数変換部 52 で周波数 F_{if} の IF 信号にダウンコンバージョンされ、A/D 変換部 76 に入力する。A/D 変換部 76 は、IF 信号をサンプリング周波数 F_{sp} でアンダーサンプリングしてデジタル信号である第 2 IF 信号を生成し、DSP10a 内のデジタル直交復調処理部 70 へ出力する。説明の便宜上 IF 信号を \sin 波とし、前記式 (1) で $m=5$ とすると、アンダーサンプリングのサンプリング周波数 F_{sp} は IF 信号の周波数 F_{if} の $4/5$ 倍となるので、図 3 に示すように、アンダーサンプリングの標準化周期 $1/F_{sp}$ は IF 信号の周期 $1/F_{if}$ の $5/4$ 倍となる。すなわち、IF 信号に対して 90° 位相が遅れた点 (図 3 中に●印で示した点) をサ

からなり、初期値としては例えば $HP(\text{実部}) = 1$ 、 $HP(\text{虚部}) = 0$ に設定され、更新されていく。前記係数演算部 80 は、前記誤差検出部 77 で検出された誤差成分 ε と、前記電力計算部 18 で求めた電力値 P (ベースバンド変調信号 I_i 、 Q_i の電力値) に応じて前記係数テーブル 78 から読み出された歪補正係数 HP (旧) とを次式 (2) に代入して新たな歪補正係数 HP (新) を求める演算を行い、この歪補正係数 HP (新) を前記歪補正部 22 へ出力するとともに、更新値として前記係数テーブル 78 へ出力する。

す $Z(j)$ は $I(\text{データ}) - jQ(\text{データ})$ となる。

【0023】 前記歪補正部 22 は、次式 (3)、(4) に示すように、前記ルートナイキストフィルタ 16 から出力したベースバンド変調信号 I_i 、 Q_i に、前記電力計算部 18 で求めた電力値 P (例えば ΔP_3 の段階に属する) に応じて前記係数演算部 80 から出力する歪補正係数 HP (例えば HP_3) を乗算して、歪補正されたベースバンド変調信号 I_i 、 Q_i を出力する。

ンプリングすることになり、●印で示した点の軌跡は IF 信号同様 \sin 波であり、その周期はサンプリング周期 $1/F_{sp}$ の 4 倍となる。 $m=5$ 以外するとき (例えば 3、7、9、 \dots) も同様である。つまり、式 (1) が成立するサンプリング周波数 F_{sp} で IF 信号をアンダーサンプリングすることにより、A/D 変換部 76 の出力側には $F_{sp}/4$ の周波数に周波数変換された第 2 IF 信号が生成される。図 3 において、↑印は 4 倍オーバーサンプリングのサンプル点を表す。また、送信信号 (歪成分を含む) を忠実に検出するためには、 F_{sp} は F_{txsp} の 2 倍以上に設定されていなければならない (詳しくは後述する。)

【0026】 (3) デジタル直交復調処理部 70 は、A/D 変換部 76 から出力する第 2 IF 信号に、図 4

(a) (b) に示すような 90° の位相差をもった I 側 L_o 信号と Q 側 L_o 信号を順次乗算して互いに直交する復調信号 I_i 、 Q_i を出力する。I 側 L_o 信号は、図 4

(a) に示すように、期間 $1/F_{sp}$ (位相差 90° に相当) 毎に「+1」、「0」、「-1」、「0」の状態の信号となり、4 状態で 1 周期 ($4/F_{sp}$) を構成する。Q 側 L_o 信号は、図 4 (b) に示すように I 側 L_o 信号に対して 90° 位相が遅れた (又は進んだ)

「0」、「+1」、「0」、「-1」の 4 状態で 1 周期を構成する。このため、デジタル直交復調処理部 70 では、第 2 IF 信号の 1 サンプル毎に、I 側 L_o 信号

(Q 側 L_o 信号) を順次繰返して乗算することにより直交復調処理され、第 2 IF 信号と同様の周波数 $F_{sp}/4$ の L_o 信号 (Q 側 L_o 信号は I 側 L_o 信号に対して 90° 位相が遅れた (又は進んだ) 信号) との乗算結果

としてベースバンド復調信号 I_r 、 Q_r が生成される。このベースバンド復調信号 I_r 、 Q_r は、図5に示すように、 I 側 L_o 信号、 Q 側 L_o 信号とも期間 $2/F_{sp}$ 毎に「0」信号が存在する。

【0027】(4) 前記(3)に記述したようにデジタル直交復調処理部70で直交復調処理されたベースバンド復調信号 I_r 、 Q_r には、期間 $2/F_{sp}$ 毎に「0」信号が存在するので、送信側RF部12bから出力する送信信号(歪成分を含む)を忠実に検出するためには、前記(2)におけるA/D変換部76のアンダーサンプリング周波数 F_{sp} は送信側のサンプリング周波数 F_{txsp} の2倍以上に設定されていなければならない。説明の便宜上、 $\pi/4$ -QPSKマッピング部14において、送信シンボルレート16kボー(32kbps)の送信データに対して8倍オーバーサンプリングで変調信号を出力する場合について考えると、送信側のD/A変換部24、26のサンプリング周波数は128kHz(=16k×8)となる。この場合、送信データの周波数帯域は16kHzであるが、D/A変換部24、26のサンプリング周波数が128kHzであることから、サンプリング定理により64kHz(=128kHz/2)の帯域までの送信信号成分を出力していることになる。すなわち、D/A変換部24、26から出力する信号は、図6(a)に示すように、周波数帯域16kHzの送信データ及び64kHz帯域内までの逆歪成分となる。図6(a)において、FW1はD/A変換部24、26より出力される信号の周波数帯域を表す。次に64kHz帯域の送信信号をフィードバック側A/D変換部76で送信側D/A変換部24、26のサンプリング周波数と同様の周波数128kHzでサンプリングした場合を考えると、直交復調処理されたベースバンド復調信号 I_r 、 Q_r に「0」信号が存在するため、実際の復調データは64kHz(= $F_{sp}/2$) 間隔となる。これはベースバンド信号 I 、 Q に対しては64kHzでサンプリングしたことと同様となるので、図6(b)に示すように、サンプリング後の信号成分(周波数帯域)は32kHz(=64kHz/2)となり、直交復調処理されたベースバンド復調信号 I_r 、 Q_r からは32kHz~64kHzに含まれる歪成分(図中点線で示す)の検出が不可能になってしまいます。図6(b)において、FW2は、 F_{sp} を128kHzとした場合にデジタル直交復調処理部70で復調可能な信号帯域(0~32kHz)を表す。従って、送信側RF部12bから出力する送信信号(歪成分を含む)を忠実に検出するためには、A/D変換部76のアンダーサンプリングのサンプリング周波数 F_{sp} は送信側のサンプリング周波数 F_{txsp} の2倍(例えば256kHz)以上に設定されていなければならない。

【0028】(5) LPF72、74は、デジタル直交復調処理部70の直交復調処理で得られた復調信号 I

、 Q_r から $F_{sp}/2$ 及び $F_{sp}/4$ の周波数成分を除去してエンベロープ成分を取り出すとともに、DCオフセットの影響を軽減する。すなわち、直交復調処理で得られた復調信号 I_r 、 Q_r は、図5及び図7(a)に示すように期間 $2/F_{sp}$ 毎に「0」信号となるので、例えばデジタルFIRフィルタで形成されたLPF72、74によって、 $F_{sp}/2$ の周波数成分を除去(情報データ信号帯域は通過)し、図7(b)に示すようなエンベロープ成分が抽出される。デジタルフィルタ処理は畳み込み演算となるため、図5及び図7(a)に示すように交互に「0」信号が存在する波形をフィルタリングすると、信号振幅が1/2となるため、LPF72、74でフィルタ処理された信号を図示を省略した増幅器などを用いて振幅を2倍して歪補正係数算出部20へ出力しなければならない。

【0029】(6) 上記の通り、LPF72、74で $F_{sp}/2$ の周波数成分を除去することにより、情報データ成分を復調できるが、さらに $F_{sp}/4$ の周波数成分を除去することによりフィードバック側のDCオフセット成分(A/D変換部76の入力信号のバイアス電圧誤差)による特性劣化を防止することができる。以下、図8を用いて説明する。周波数変換部52から出力するIF信号をA/D変換部76の入力レンジに合わせるために、DCバイアス回路(図示省略)から図1に示すa点にバイアス電圧 V_b を加える必要があるが、このときに生じるバイアス電圧誤差(DCオフセット成分)も歪補正特性を著しく劣化させる要因になる。図8(a)に示すようにDCオフセット成分が無い場合には、A/D入力信号(IF信号)の中心レベル V_c がバイアス電圧 V_b と一致し、歪補正特性を劣化させる要因にはならない。 V_h はA/D入力レンジの上位レベル、 V_l はA/D入力レンジの低位レベルを表す。A/D入力信号(IF信号)の中心レベル V_c がバイアス電圧 V_b と不一致になると、図8(b)に示すようにDCオフセットが生じ、a点の電力スペクトラムは同図(c)に示すようになり、IF信号成分の外にDCオフセット成分が現われる。A/D変換部76は(IF信号+DC)をサンプリング周波数 F_{sp} でアンダーサンプリングするので、b点の電力スペクトラムは図8(d)に示すようになり、第2IF信号成分の外にDCオフセット成分が現われる。デジタル直交復調処理部70は、第2IF信号を直交復調処理する際、 L_o 信号が第2IF信号の周波数($F_{sp}/4$)と等しくなるので、第2IF信号と L_o 信号の乗算処理をして直交復調処理をすると、データ成分はベースバンド信号に復調され、DCオフセット成分は $F_{sp}/4$ の周波数成分に現われる。さらに、直交復調処理による「0」信号成分が $F_{sp}/2$ の周波数成分に現われる。このため、c、d点の電力スペクトラムは図8(e)に示すようになる。このため、LPF72、74の通過特性を図8(f)に示すように構成すること

によって、直交復調処理で発生した「0」信号成分とD
Cオフセット成分を除去したベースバンド復調信号
 I_1 、 Q_1 を得ることができる。

【0030】前記実施形態例では、歪補正係数算出部の
係数テーブルには初期値としてHP（実部）=1、HP
（虚部）=0を設定し、電源投入の初期状態には歪補正
部が入力ベースバンド変調信号 I_1 、 Q_1 をそのまま補正
後のベースバンド変調信号 I_1 、 Q_1 として出力するよう
にしたが、本発明はこれに限るものでなく、予め歪補正
したときの歪補正係数HPを不揮発性の外部メモリに記
憶しておき、電源投入時に外部メモリから歪補正係数HP
を読み出して内部メモリへ書き込み、歪補正係数算出
部の係数テーブルに初期値として書き込むことによ
って、電源投入時においても隣接チャネル漏洩電力を充分
に抑圧するようにしたものにも利用することができる。
また、デジタル移動通信では移動無線器に対して送信
電力を制御するか否かを切り替える電力制御切替機能を
具備しているものがある。すなわち、基地局と移動局間
の通信距離が短い場合、移動無線器の送信電力を小さく
するために電力増幅器の前段に設けた可変減衰器を調整
して電力増幅器への入力電力を下げる方法があるが、可
変減衰器を調整して電力増幅器への入力電力を下げた時
（電源の制御時）と、可変減衰器を調整せずに電力増幅
器への入力電力を変えない時（電源の非制御時）とで適
切な歪補正係数の値が異なる。このため、送信電力の制
御と非制御の切り替え時に一旦隣接チャネル漏洩電力が
増大し、歪補正係数が更新されて隣接チャネル漏洩電力
を十分に抑圧するのに適した歪補正係数になるまで数十
秒の時間がかかる。このような問題を解決するために、
外部メモリに送信電力の制御時と非制御時に対応した2
種類の歪補正係数HPを予め記憶しておき、メモリ制
御機能によって、電源投入時に外部メモリから内部メモ
リに書き込んだ2種類の歪補正係数HPのうちの初期状
態に対応した1種類の歪補正係数を読み出して係数テー
ブルに書き込むことによって、電力制御の切り替え直後
においても隣接チャネル漏洩電力を充分に抑圧するよう
にしたものにも利用することができる。同様に、外部メモ
リに送信周波数チャネルに対応した複数種類の歪補正
係数HPを予め記憶しておき、メモリ制御機能によ
って、電源投入時に外部メモリから内部メモリに書き込
んだ複数種類の歪補正係数HPのうちの初期状態に対応し
た1種類の歪補正係数を読み出して係数テーブルに書き
込むことによって、送信周波数チャネルの切り替え直後
においても隣接チャネル漏洩電力を充分に抑圧するよう
にしたものにも利用することができる。

【0031】例えば、図9に示すように、DSP10b
内に内部メモリ82を設け、外部に外部メモリとしての
EEPROM（Electrically Erasable Programmable R
OM）84を設け、このEEPROM84に、送信電力の
制御時と非制御時のそれぞれについて、各段階の電力毎

（ ΔP_1 、 ΔP_2 、 ΔP_3 、…、 ΔP_n ）に、各送信周
波数チャネル（ F_1 、 F_2 、…、 F_m ）に対応した複数
種類の歪補正係数（ $HP_{11} \sim HP_{1n}$ 、 $HP_{21} \sim HP_{2n}$ 、
…、 $HP_{m1} \sim HP_{mn}$ ）を予め記憶しておく。そして、メ
モリ制御機能によって、電源投入時に発生させた制御信
号に基づいてEEPROM84から複数種類の歪補正係
数の全て（又は所定数）を読み出して内部メモリ82へ
書き込むとともに、電力制御情報やチャネル切替制御情
報等の制御情報に基づいて内部メモリ82内の対応した
歪補正係数を初期値として係数テーブル78に書き込
み、さらに、送信電力の制御と非制御の切り替え直後
や、送信周波数チャネルの切り替え直後に内部メモリ8
2内の複数種類の歪補正係数（ $HP_{11} \sim HP_{1n}$ 、 HP_{21}
 $\sim HP_{2n}$ 、…、 $HP_{m1} \sim HP_{mn}$ ）のうちの対応した1種
類の歪補正係数を読み出して係数テーブル78に書き込
む。例えば、送信電力の制御時で送信周波数チャネルの
周波数が F_2 のときには、内部メモリ82内の対応した
歪補正係数 $HP_{21} \sim HP_{2n}$ （図9の内部メモリ82内の
左側に表示した歪補正係数）が読み出されて係数テー
ブル78に書き込まれる。

【0032】図9に示した実施形態例では、送信電力の
制御時が1種類の場合について説明したが、本発明はこ
れに限るものでなく、送信電力の制御時が複数種類の場
合についても利用することができる。この場合、送信電
力の第1制御時（例えば可変減衰器による減衰率が1/
10の時）、第2制御時（例えば可変減衰器による減衰
率が2/10の時）、…のそれぞれについて、各段階の
電力毎（ ΔP_1 、 ΔP_2 、 ΔP_3 、…、 ΔP_n ）に、各
送信周波数チャネル（ F_1 、 F_2 、…、 F_m ）に対応し
た複数種類の歪補正係数（ $HP_{11} \sim HP_{1n}$ 、 $HP_{21} \sim H$
 P_{2n} 、…、 $HP_{m1} \sim HP_{mn}$ ）を予め外部メモリに記憶し
ておく。そして、メモリ制御機能によって対応した読み
書き制御をする。

【0033】図9に示した実施形態例では、送信電力を
制御する機能とチャネル切替制御機能の両機能を具備し
たものに利用できるようにするために、外部メモリに、
送信電力の制御時と非制御時のそれぞれについて各送信
周波数チャネルに対応した複数種類の歪補正係数を予め
記憶した場合について説明したが、本発明はこれに限る
ものでなく、送信電力を制御する機能とチャネル切替制
御機能のいずれか一方の機能を具備したものについても
利用することができる。または、送信電力を制御する機
能とチャネル切替制御機能の両機能を具備しないものに
ついても利用することができる。この場合、外部メモリ
に予め複数段階に区分された電力毎に設定された歪補正
係数を記憶しておき、電源投入時に外部メモリに記憶さ
れた歪補正係数を読み出して内部メモリへ書き込み歪補
正の初期値とするようにしたものについても利用すること
ができる。例えば、電源投入時に外部メモリに記憶され
た歪補正係数を読み出して内部メモリ82へ書き込む

とともに、この内部メモリから対応した歪補正係数を初期値として係数テーブル 78 に書き込むようにした場合についても利用することができる。

【0034】

【発明の効果】本発明は、上記のように、フィードバックした送信信号を周波数 F_{if} の I/F 信号に変換する周波数変換部と、I/F 信号を周波数 F_{sp} で標準化してデジタル信号に変換する A/D 変換部と、この A/D 変換部の出力信号にデジタル直交復調処理をして互いに直交する復調信号を出力するデジタル直交復調処理部と、このデジタル直交復調処理部の出力する復調信号からエンベロープ成分を取り出して歪成分検出用の復調信号とするローパスフィルタとを具備し、A/D 変換部のサンプリング周波数 F_{sp} を、送信信号を作成する D/A 変換部のサンプリング周波数 F_{txsp} の 2 倍以上で、かつ I/F 信号の周波数 F_{if} の $4/m$ (m は 3 以上の奇数) 倍に設定した。このため、I/F 信号の情報データ成分が保持されたまま、サンプリング周波数 F_{sp} の $1/4$ の周波数にダウンコンバートされた信号を A/D 変換部で生成して出力することができ、デジタル直交復調処理部、ローパスフィルタの処理速度を低く抑えることができ、デジタル直交復調処理部及びローパスフィルタを DSP で実現することができる。したがって、直交復調処理部の直交誤差やゲイン誤差を皆無として歪補正特性の向上を図ることができるとともに、使用デバイスの軽減等により小型化・省電力化を図ることができる。

【0035】ローパスフィルタがデジタル直交復調処理部の出力する復調信号のうちの周波数 $F_{sp}/2$ の周波数成分を除去してエンベロープ成分を取り出すように構成した場合には、直交復調処理で現われる「0」信号成分を除去して「0」信号成分による歪補正特性劣化を防止することができる。

【0036】ローパスフィルタがデジタル直交復調処理部の出力する復調信号のうちの周波数 $F_{sp}/2$ 及び $F_{sp}/4$ の周波数成分を除去してエンベロープ成分を取り出すように構成した場合には、直交復調処理で現われる「0」信号成分による歪補正特性劣化を防止するとともに、A/D 変換部の DC オフセットの影響を皆無に等しい程度に軽減することができる。

【0037】予め複数段階に区分された電力毎に設定された歪補正係数を記憶した外部メモリと、電源投入時に外部メモリに記憶された歪補正係数を読み出して内部メモリへ書き込み歪補正の初期値とするメモリ制御機能とを具備した場合には、電源投入の初期時においても、隣接チャネル漏洩電力を十分に抑圧することができ、妨害波が出るのを防止することができる。

【0038】送信電力を制御する機能を具備しているものにおいて、外部メモリに送信電力の制御時と非制御時に対応した 2 種類の歪補正係数を予め記憶し、メモリ制御機能によって、電源投入時に外部メモリから内部メモ

りに書き込んだ 2 種類の歪補正係数のうちの初期状態に対応した一方の歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするとともに、電力制御の切り替え時に内部メモリから対応した歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするように構成した場合には、送信電力の制御と非制御の切り替え直後においても、隣接チャネル漏洩電力を十分に抑圧することができ、妨害波が出るのを防止することができる。

【0039】送信周波数チャネルの切り替えを制御するチャネル切替制御機能を具備したものにおいて、外部メモリに各送信周波数チャネルに対応した複数種類の歪補正係数を予め記憶し、メモリ制御機能によって、電源投入時に外部メモリから内部メモリへ書き込んだ複数種類の歪補正係数のうちの初期状態に対応した 1 種類の歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするとともに、送信周波数チャネルの切り替え時に内部メモリから対応した歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするように構成した場合には、送信周波数チャネルの切り替え直後においても、隣接チャネル漏洩電力を十分に抑圧することができ、妨害波が出るのを防止することができる。

【0040】送信電力を制御する機能とチャネル切替制御機能を具備したものにおいて、外部メモリに、送信電力の制御時と非制御時のそれぞれについて各送信周波数チャネルに対応した複数種類の歪補正係数を予め記憶し、メモリ制御機能によって、電源投入時に外部メモリから内部メモリに書き込んだ複数種類の歪補正係数のうちの初期状態に対応した 1 種類の歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするとともに、電力制御の切り替え時と送信周波数チャネルの切り替え時に内部メモリから対応した歪補正係数を読み出して歪補正の初期値とするように構成した場合には、送信電力の制御と非制御の切り替え直後においても、送信周波数チャネルの切り替え直後においても、隣接チャネル漏洩電力を十分に抑圧することができ、妨害波が出るのを防止することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明によるデジタル無線装置の歪補正回路の一実施形態例を示すブロック図である。

【図 2】図 1 の歪補正係数算出部 20 の具体例を示すブロック図である。

【図 3】図 1 の A/D 変換部 76 におけるアンダーサンプリングの説明図である。

【図 4】図 1 のデジタル直交復調処理部 70 の直交復調処理に用いられる L_o 信号 (デジタルローカル信号) を示す図で、(a) は I 側 L_o 信号の波形図、(b) は Q 側 L_o 信号の波形図である。

【図 5】図 1 のデジタル直交復調処理部 70 で直交復調処理された復調信号の波形図である。

【図 6】図 1 の A/D 変換部 76 のサンプリング周波数 F_{sp} が D/A 変換部 24、26 のサンプリング周波数

F_{txsp} の 2 倍以上の周波数でなければならないことを説明する図で、(a) は送信データの信号帯域を示す電力スペクトラム、(b) は復調データの信号帯域を示す電力スペクトラムである。

【図 7】図 1 の LPF 72、74 の作用を説明する図で、(a) は入力波形 (I_i 、 Q_i)、(b) は LPF 直後の出力波形、(c) は図示を省略した回路で LPF 直後の信号振幅を 2 倍にした出力波形 (I_s 、 Q_s) を示す図である。

【図 8】図 1 の A/D 変換部 76 の入力側の a 点にバイ

アス電圧を加えることによって生じた DC オフセット成分を LPF 72、74 で除去する作用を説明する図で、(a) は DC オフセット無のときの A/D 入力信号波形、(b) DC オフセット有のときの A/D 入力信号波形、(c) は DC オフセット有のときの a 点の電力スペクトラム、(d) は DC オフセット有のときの b 点の電力スペクトラム、(e) は DC オフセット有のときの c、d 点の電力スペクトラム、(f) は LPF 72、74 の LPF 通過特性を示す図である。

【図 9】本発明の他の実施形態例の要部を示すブロック

図である。

【図 10】従来例を示すブロック図である。

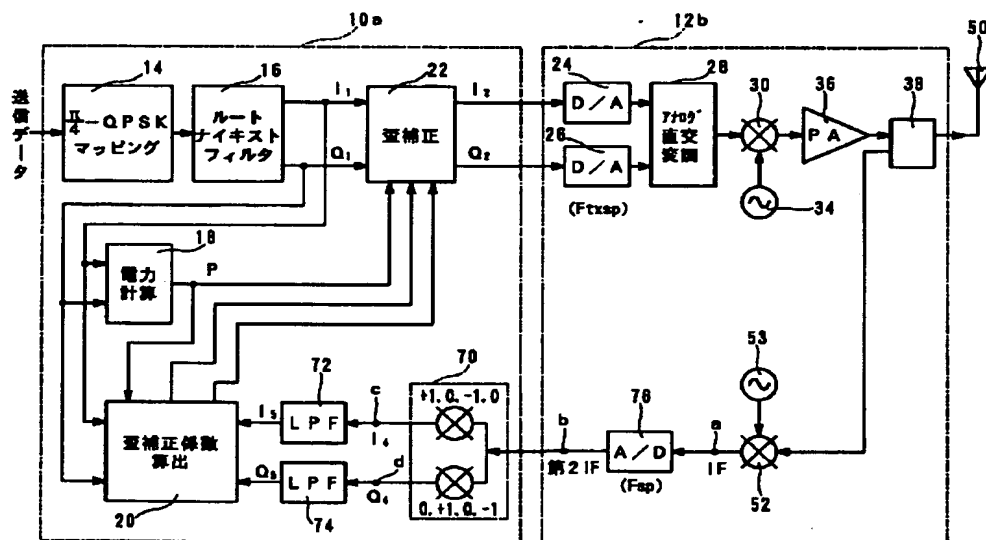
【図 11】図 10 のアナログ直交復調部 40 の具体例を示すブロック図である。

【図 12】他の従来例を示すブロック図である。

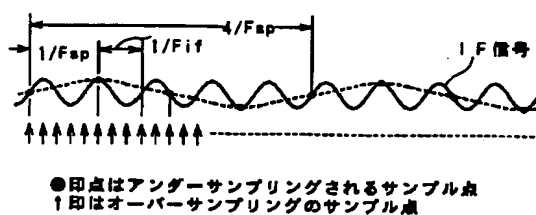
【符号の説明】

10、10a、10b…DSP、12、12a、12b…送信側 RF 部、14… $\pi/4$ -QPSK マッピング部 (デジタル直交変調処理部の一例)、16…ルートナイキストフィルタ (ルートナイキスト処理部の一例)、18…電力計算部、20…歪補正係数算出部、22…歪補正部、24、26…D/A 変換部、28…アナログ直交変調部、30、52…周波数変換部、34、53…局部発振器、36…PA (電力増幅器)、38…方向性結合器、50…アンテナ、70…デジタル直交復調処理部、72、74…LPF (ローパスフィルタ)、76…A/D 変換部、77…誤差検出部、78…係数テーブル、80…係数演算部、82…内部メモリ、84…EEPROM (外部メモリの一例)、 F_{sp} …A/D 変換部 76 のサンプリング周波数 (アンダーサンプリング周波数)、 F_{txsp} …D/A 変換部 24、26 のサンプリング周波数。

【図 1】

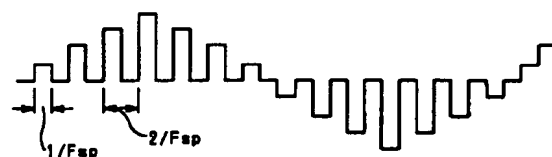


【図 3】

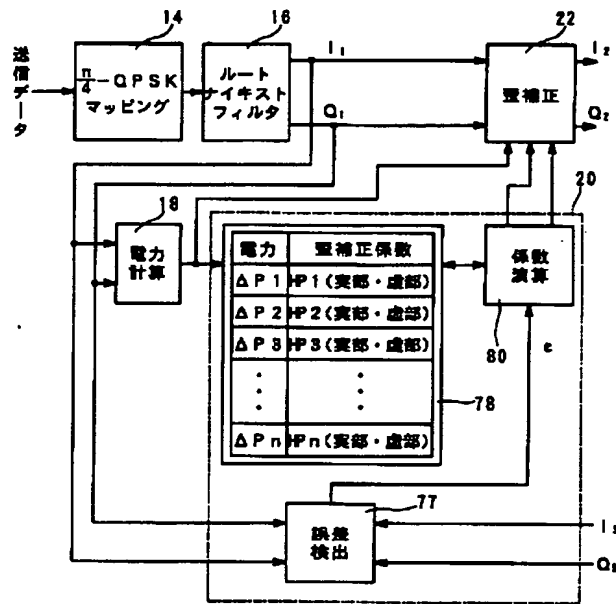


【図 5】

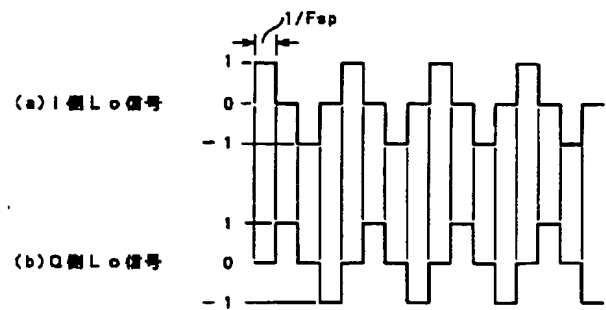
直交復調出力波形 (I_1 、 Q_1)



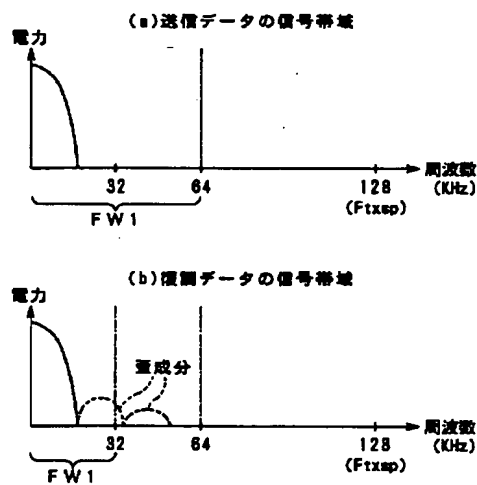
【图 2】



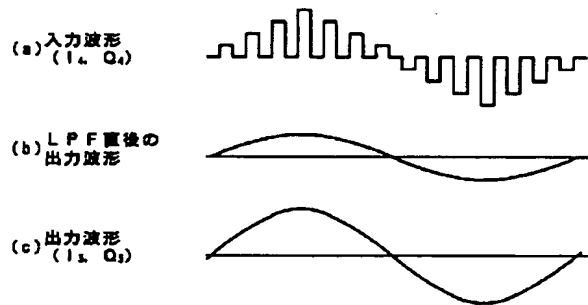
【图 4】



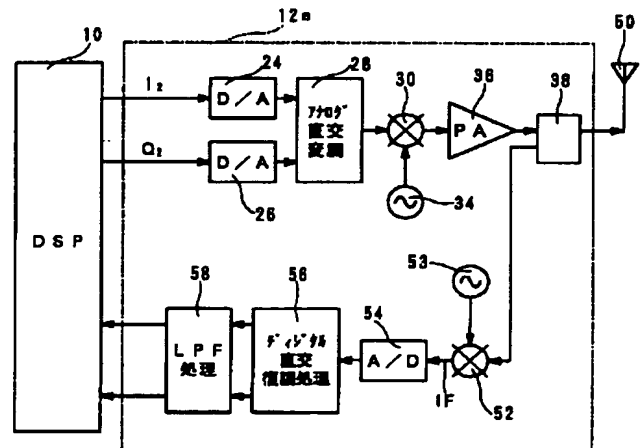
【図 6】



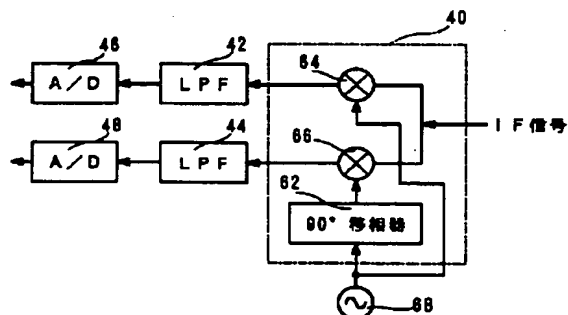
【图 7】



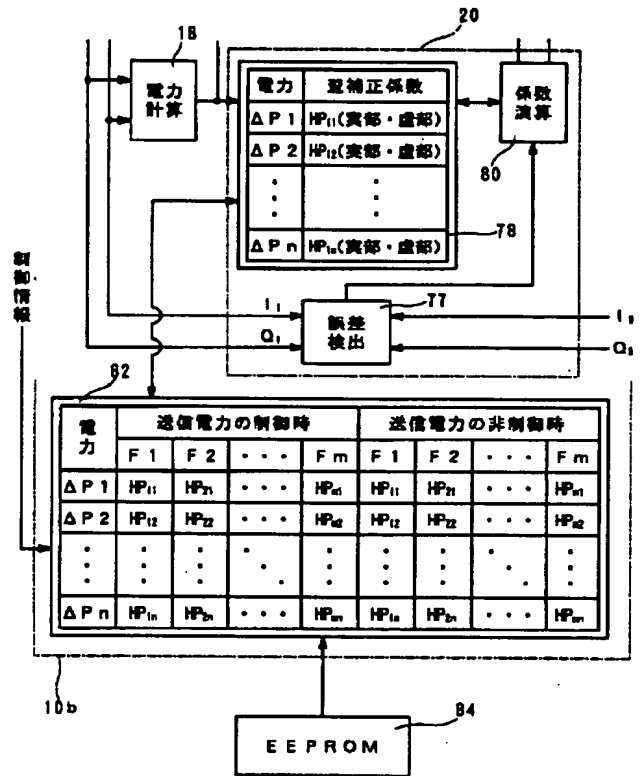
【图 12】



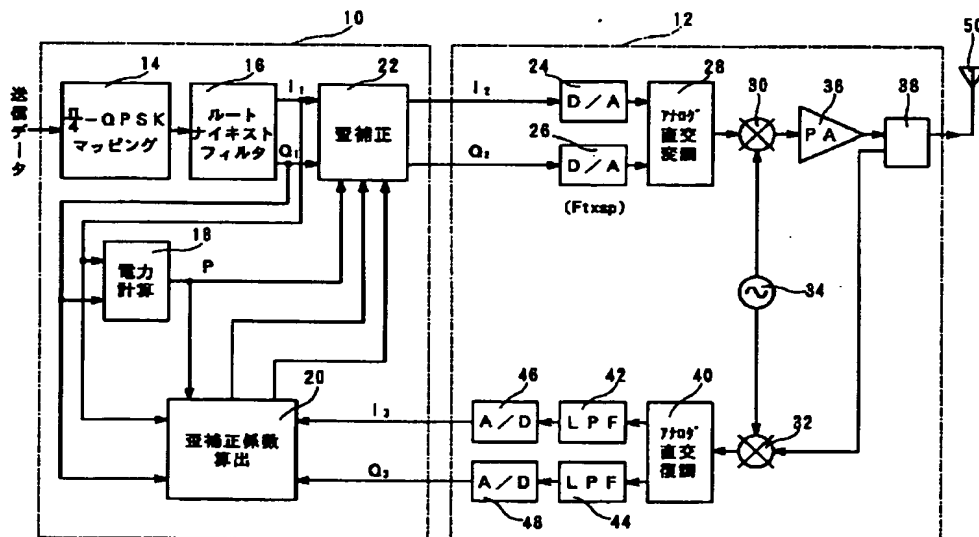
【图 1-1】



【图 9】



【図 10】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5J090 AA01 AA41 CA21 CA27 FA17
GN02 GN05 GN06 HN08 HN17
KA32 KA34 KA42 KA55 MA11
NN16 SA14 TA01 TA03 TA06
5K004 AA05 FA06 FE10 FF01 FF05